

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2001-505016

(P2001-505016A)

(43) 公表日 平成13年4月10日 (2001.4.10)

(51) Int.Cl.
H 04 L 27/18
27/34

識別記号

F I
H 04 L 27/18
27/00

マーク (参考)
C
E

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願平10-524336
(86) (22) 出願日 平成9年11月28日 (1997.11.28)
(85) 翻訳文提出日 平成11年5月24日 (1999.5.24)
(86) 国際出願番号 PCT/F I 97/00738
(87) 国際公開番号 WO98/24209
(87) 国際公開日 平成10年6月4日 (1998.6.4)
(31) 優先権主張番号 964793
(32) 優先日 平成8年11月29日 (1996.11.29)
(33) 優先権主張国 フィンランド (F I)

(71) 出願人 ノキア テレコミュニケーションズ オサケ
ユキチュア
フィンランド エフィーエン-02150 エ
スパー ケイラーデンティエ 4
(72) 発明者 メッキネン ヤルモ
フィンランド エフィーエン-02730 エ
スパー ヴァーヴェロティエ 5デー
(74) 代理人 弁理士 中村 稔 (外6名)

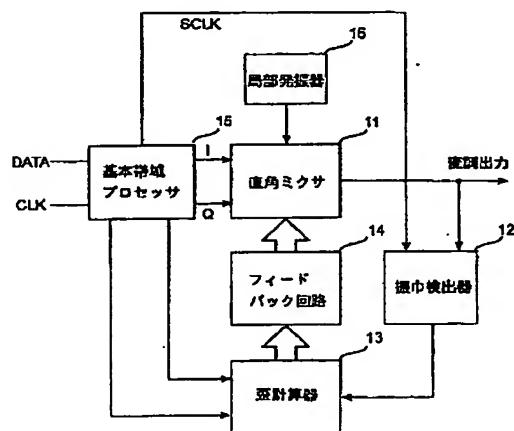
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル直角変調及び復調方法、並びにデジタル直角変調器及び復調器

(57) 【要約】

本発明は、デジタル直角変調器及び復調器の動作において不完全さを測定する方法と、デジタル直角変調器及び直角復調器とに係る。本発明の変調器は、直角位相のI及びQ成分より成る出力信号を発生するように直角位相のI及びQ入力信号を変調する手段(11)と、変調器(11)の出力信号から、変調器の記号クロック(SCLK)に基づくレートで、瞬時振幅サンプルを取り出す手段(12)と、特定の時間に変調されるべき記号の方向角度を特定の方向角度セクターへと分類する手段(13)と、特定の時間に送信されるべき記号に対する方向角度セクターに出力信号の振幅サンプルをリンクする手段(14)と、各方向角度セクターに属するサンプルの振幅を他の方向角度セクター又は理想的な値と比較し、変調器の出力信号の不完全さを決定するための手段(15)とを備えている。

Fig. 3



【特許請求の範囲】

1. 変調器の入力信号が直角位相 I 及び Q チャンネルより成るデジタル直角位相変調器の動作において不完全さを測定し、変調器の通常の動作中に、局部発振器の搬送波の漏洩、 I 及び Q チャンネル振幅の不平衡、 I 及び Q チャンネル間の直角エラー、並びに振幅エラーを変調器の出力信号から決定する方法において、

出力信号の振幅から、変調器の記号クロックに基づくレートで多数の瞬時サンプルを取り出し、

上記サンプルに対応する送信信号の方向角度を、送信されるべきデータビット又は変調器の入力信号に基づいて、異なる方向角度セクターに分割し、そして

異なる方向角度セクター間の振幅サンプル偏差から、又は公称値から、変調器動作における歪の大きさを計算する、

という段階を備えたことを特徴とする方法。

2. 変調器動作における不完全さの測定結果を使用して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより変調器の動作を調整する請求項 1 に記載の方法。

3. 復調器の直角ミクサの出力信号が直角位相 I 及び Q チャンネルより成るときにデジタル直角復調器の動作において不完全さを測定し、復調器の通常の動作中に、復調器の直角ミクサの出力信号から、オフセット電圧、 I 及び Q チャンネルの振幅の不平衡、 I 及び Q チャンネル間の直角エラー、並びに全振幅エラーを決定するようなする方法において、

復調器直角ミクサの出力信号の振幅から、即ち I 及び Q チャンネルにより形成されたベクトルの振幅から、復調器の記号クロックに基づくレートで多数の瞬時サンプルを取り出し、

それらのサンプルに対応する復調器出力信号ベクトルの方向角度を、 I 及び Q チャンネルの電圧に基づいて、異なる方向角度セクターに分割し、そして異なる方向角度セクター間の振幅サンプル偏差から、又は公称値から、復調器動作における歪の大きさを計算する、

という段階を備えたことを特徴とする方法。

4. 復調器動作における不完全さの測定結果を使用して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより復調器の動作を調整する請求項3に記載の方法。
5. 各軸の周りの2つの逆の方向角度セクター内におけるサンプルの振幅差からI及びQチャンネルのDCオフセットを決定する請求項1ないし4のいずれかに記載の方法。
6. 各軸の周りの2つの逆の方向角度セクター内における1つのチャンネルのサンプルの振幅の和が他のチャンネルに対してどれほど増加又は減少するかに基づいてI及びQチャンネルの信号レベルの差を決定する請求項1ないし4のいずれかに記載の方法。
7. I及びQ軸に対して45°の角度にある2つの軸の一方の周りで互いに逆方向の方向角度セクター内における1つのチャンネルのサンプルの振幅の和が他の軸に対してどれほど増加又は減少するかに基づいて、I及びQチャンネルの搬送波間の90°位相差の位相エラーを決定する請求項1ないし4のいずれかに記載の方法。
8. 変調器/復調器の出力電力の変化をサンプルの振幅に基づいて決定する請求項1ないし4のいずれかに記載の方法。
9. 同じ公称振幅を有すると分かっている記号に関連したサンプルのみが計算に受け入れられるようにサンプルグループを減少する請求項1ないし8のいずれかに記載の方法。
10. 直角位相のI及びQ成分より成る出力信号を発生するように直角位相I及びQ入力信号を変調する手段(11)を備えたデジタル直角変調器において、変調器(11)の出力信号から、変調器の記号クロック(SCLK)に基づくレートで、瞬時振幅サンプルを取り出す手段(12)と、特定の時間に変調されるべき記号を特定の方向角度セクターへと分類する手段(13)と、特定の時間に送信されるべき記号に対応する方向角度セクターに出力信号の振幅サンプルをリンクする手段(13)と、

特定の方向角度セクターに属するサンプルの振幅を他の方向角度セクター又は理想的な値と比較し、変調器の出力信号から、局部発振器の搬送波漏れ、I及びQチャンネル間の振幅不平衡、I及びQチャンネル間の直角エラー、並びに振幅エラーを決定するための手段(13)と、

を備えたことを特徴とする変調器。

11. 所定の歪に応答して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより、変調器の調整パラメータを修正する手段を(14)更に備えた請求項10に記載の変調器。
12. 直角変調の入力信号からアナログの直角位相I及びQ出力信号を発生するための直角ミクサ(21)を備えたデジタル直角復調器において、直角ミクサ(21)のI及びQ出力信号から、復調器の記号クロック(MCLK)に基づくレートで、瞬時サンプルを取り出す手段(22)と、I及びQサンプルから出力信号の全振幅サンプルを計算する手段(22)と、特定の時間に受信した記号の方向角度を特定の方向角度セクターへと分類する手段(22)と、直角ミクサ(21)の出力信号の振幅サンプルを特定の方向角度セクターにリンクする手段(23)と、特定の方向角度セクターに属するサンプルの振幅を理想的な値又は他のセクターと比較し、直角ミクサの出力信号から、オフセット電圧、I及びQチャンネル間の振幅不平衡、I及びQチャンネル間の直角エラー、並びに全振幅エラーを決定する手段(23)と、を備えたことを特徴とする復調器。
13. 所定の歪に応答して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより、復調器の調整パラメータを修正する手段(24)を更に備えた請求項12に記載の復調器。
14. 同じ公称振幅を有する振幅サンプルを選択する手段(13又は23)を更に備えた請求項10ないし13のいずれかに記載の変調器又は復調器。

【発明の詳細な説明】

デジタル直角変調及び復調方法、並びに デジタル直角変調器及び復調器

発明の分野

本発明は、変調器の入力信号が直角位相I及びQチャンネルより成るデジタル直角位相変調器の動作において不完全さを測定し、変調器の通常の動作中に変調器の理想的な状態からの出力信号の歪を決定し、そしておそらく修正するような方法に係る。この方法は、直角復調ミクサにおいてその不完全さを測定しそして修正するのにも適している。又、本発明は、本発明の方法により不完全さを決定しそしておそらく修正するところのデジタル直角変調器及び直角復調器にも係る。

先行技術の説明

直角変調器には多数の不完全さが発生し、変調器の通常の動作中にその影響を除去することは困難である。不完全さの除去には問題がある。というのは、変調器の特性が搬送波周波数、温度、劣化等によって変化し、実際には、元々の同調に加えて必要とされる変調器の定期的な保守を行なわずにこのような変化を補償することができないからである。

不完全さとは、次のものを含む。

A. 直角変調器のI及び/又はQチャンネルに現われるオフセット電圧。この電圧は、搬送波を出力信号へと漏洩させる。

B. 増幅度の差、ひいては、信号レベルの差がI及びQチャンネルに現われて、出力信号の振幅値によりI/Q平面に発生されるコンステレーションに歪を生じさせる。この歪は受信の妨げとなる。

C. 所望の90°位相シフトからのずれがI及びQチャンネル間に現われて、受信においてI及びQチャンネル間にクロストークを生じさせ、ひいては、受信を妨げる。

D. 変調器(又は全送信器)の出力電力が変化する。

これらの問題は以前から知られており、例えば、次のような解決策が提案されている。

米国特許第5, 012, 208号は、I及びQチャンネルの信号に伴う出力信号振幅変化をアナログ手段で修正することにより直角変調器の搬送波漏洩（問題A）に対する解決策を提供する。しかしながら、この装置は、他の問題（B、C及びD）を解決するための助けとならない。

米国特許第5, 442, 655号は、2段階手順を用いてI及びQチャンネルのオフセット電圧を測定しそして修正する直角位相復調器を開示している。第1段階では、測定時間が記号クロックにリンクされずにI及びQチャンネルの平均電圧が測定される。この平均値が次いで真の値から減算され、そしておおよそ修正された値が微修正段階へと送られる。微修正段階では、粗修正段階の出力信号（I/Q電圧対）が、I電圧とQ電圧の比に基づいて位相角セクターに分割される。軸（I又はQ）に対するセクター内の信号点の平均距離が反対の軸（Q又はI）から計算され、互いに逆のセクターにおける距離の差としてオフセット電圧が計算される。このオフセット電圧が次いでI及びQ電圧から減算される。上記特許は、直角復調器において問題Aに適用される解決策を開示している。

E P特許出願第608577A1号は、上記米国特許第5, 012, 208号と同様に、全ての上記問題（A、B、C及びD）に対する解決策を提供し、その機能は、変調器の通常の動作を同調の時間中に中断しそして変調器に複数の既知のテスト信号を送り込むという考え方のみに基づいている。従って、この装置は、装置の連続動作中に発生する不完全さを修正することができず、又、変調器の製造又は初期化に関連して別々の同調を実行することを必要とする。

更に、E P特許出願第0503588A2号も、全ての上記問題（A、B、C及びD）に対する解決策を提供するが、この場合は、変調器エラーの測定が2つの別々の構成のみに基づく。即ち、（1）特定の既知のテスト信号を用いて、通常のオペレーションを中断する。又は（2）通常の動作中に変調器の各調整パラメータに僅かな周期的干渉を別々に生じさせ、そして出力信号に対する各調整パラメータ干渉の影響を調べる。上記解決策は、通常の動作を中断するか又は通常の信号に干渉を付加することを必要とし、従って、非常に複雑な構成となる。

発明の要旨

本発明の目的は、デジタル直角変調器において容易に自動化及びデジタル化できる簡単な仕方で全ての上記問題A、B、C及びDを解消できる方法を提供することである。

これは、出力信号の振幅から、変調器の記号クロックに基づくレートで、多数の瞬時サンプルを取り出し、それらのサンプルに対応する送信信号の方向角度を、送信されるべきデータビット又は変調器の入力信号に基づいて、異なる方向角度セクターに分割し、そして異なる方向角度セクター間の振幅サンプル偏差から、又は公称値から、変調器動作における歪の大きさを計算するという段階を備えた本発明の方法により達成される。

又、この方法は、変調器動作における不完全さの測定結果を使用して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより変調器の動作を調整するという段階を含むのが効果的である。

又、本発明は、復調器の直角ミクサの出力信号が直角位相I及びQチャンネルより成るデジタル直角復調器の動作において不完全さを測定し、復調器の通常の動作中に、復調器の直角ミクサの出力信号から、オフセット電圧、I及びQチャンネルの振幅の不平衡、I及びQチャンネル間の直角エラー、並びに全振幅エラーを決定するような方法にも係る。この方法は、復調器直角ミクサの出力信号の振幅から、即ちI及びQチャンネルにより形成されたベクトルの振幅から、復調器の記号クロックに基づくレートで多数の瞬時サンプルを取り出し、それらのサンプルに対応する復調器出力信号ベクトルの方向角度を、I及びQチャンネルの電圧に基づいて、異なる方向角度セクターに分割し、そして異なる方向角度セクター間の振幅サンプル偏差から、又は公称値から、復調器動作における歪の大きさを計算するという段階を備えている。

又、この方法は、復調器動作における不完全さの測定結果を使用して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより復調器の動作を調整するという段階を含むのが効果的である。

本発明は、変調器／復調器の出力振幅を監視することをベースとし、とりわけ、記号クロックに基づくレートで変調信号から得た多量の瞬時サンプルからI／Q平面（コンステレーション図として知られているものから）上で簡単な推測ル

ールを用いて全ての上記不完全さ (A、B、C及びD) を測定できるという観察をベースとする。

問題Aに対する本発明の解決策として、各軸に対する2つの逆の方向角度セク

ター内におけるサンプルの振幅差からI及びQチャンネルのDCオフセットが決定される。

問題Bに対する解決策として、各軸の周りの2つの逆の方向角度セクター内における1つのチャンネルのサンプルの振幅の和が他のチャンネルに対してどれほど増加又は減少するかに基づいてI及びQチャンネルの信号レベルの差が決定される。

問題Cに対する解決策として、I及びQ軸に対して 45° の角度にある2つの軸の一方の周りで互いに逆方向の方向角度セクター内におけるサンプルの振幅の和が他の軸に対してどれほど増加又は減少するかに基づいて、I及びQチャンネルの搬送波における 90° 位相差の位相エラーが決定される。

問題Dに対する解決策として、変調器/復調器の出力電力の変化がサンプルの振幅に基づいて決定される。

この方法を簡単に実施するために、同じ公称振幅を有すると知られている記号に関連したサンプルのみが計算に受け入れられるようにサンプルグループを減少するのが効果的である。

又、本発明は、直角位相I及びQ成分より成る出力信号を発生するように直角位相I及びQ信号を変調する手段を備えたデジタル直角変調器にも係る。本発明によれば、この直角変調器は、変調器の出力信号から、変調器の記号クロックに基づくレートで、瞬時サンプルを取り出す手段と、特定の時間に変調されるべき記号を特定の方向角度セクターへと分類する手段と、特定の時間に送信されるべき記号に対応する方向角度セクターに出力信号の振幅サンプルをリンクする手段と、各方向角度セクターに属するサンプルの振幅を他の方向角度セクター又は理想的な値と比較し、変調器の出力信号から、局部発振器の搬送波漏れ、I及びQチャンネル間の振幅不平衡、I及びQチャンネル間の直角エラー、並びに振幅エラーを決定するための手段とを備えたことを特徴とする。

この変調器は、所定の歪に応答して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより、変調器の調整パラメータを修正する手段を更に備えているのが効果的である。

又、本発明は、直角変調の入力信号からアナログの直角位相I及びQ出力信号

を発生するための直角ミクサを備えたデジタル直角復調器にも係る。この復調器は、直角ミクサのI及びQ出力信号から、復調器の記号クロックに基づくレートで、瞬時サンプルを取り出す手段と、I及びQサンプルから出力信号の全振幅サンプルを計算する手段と、特定の時間に受信した記号の方向角度を特定の方向角度セクターへと分類する手段と、直角ミクサの出力信号の振幅サンプルをそれに対応する方向角度セクターにリンクする手段と、各方向角度セクターに属するサンプルの振幅を理想的な値又は他のセクターと比較し、オフセット電圧、I及びQチャンネル間の振幅不平衡、I及びQチャンネル間の直角エラー、並びに全振幅エラーを繰り返し同時に決定するための手段とを備えたことを特徴とする。

この復調器は、所定の歪に基づくやり方で、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより、変調器の調整パラメータを修正する手段を更に備えているのが効果的である。

本発明の変調器又は復調器の構造を簡単化するために、同じ公称振幅を有する振幅サンプルを選択するための手段を更に備えているのが効果的である。

本発明の装置においては、変調器の通常の動作中に、ユーザによる測定を必要とせずに、全ての上記不完全さが連続的に検出される。そのデジタル形態の構成において、本発明の装置は、変調器の他の基本帯域部分と共に同じ回路にはほぼ完全に容易に一体化される。不完全さが検出された後に、それらを変調器の通常の動作中に自動的に且つ連続的に修正することができる。

上記によれば、本発明の基本的な発見は、送信／受信されるべき記号に依存するやり方で変調器（送信器）／復調器ミクサの出力信号の瞬時振幅のみを調査することによりコンステレーションにおける上記歪を測定できることである。従つて、本発明による方法の実際の構成は、変調の理想的なコンステレーションが1つの同じ振幅をもつ多数（>2）の点より成る場合に制限されるので、より容易

で且つより正確なものとなる。このような変調は、P S K (少なくとも3つ、即ち実際には4つの位相モード) 及びQ A Mの異なるバージョン、並びに直角変調器を用いて発生される全ての一定振幅変調 (例えば、C P M) を含む。ほとんどの振幅に関連して、記号クロックのレートでサンプリングを行うことができるが、ある変調は、記号クロック周期間に振幅を測定することを必要とする。一定振幅

の場合には、電力測定の非直線性が、実行されるべき不完全さの修正にエラーを生じることはない。このような一定振幅点をもたずに本発明を実施する場合には、不完全さの修正において同等の精度は得られない。

図面の簡単な説明

以下、本発明は、一定振幅のコンステレーション点の検討に基づく実施形態により、添付図面を参照して、理論的にのみ詳細に説明する。

図1は、直角エラーの決定を示す図である。

図2は、16 Q A Mコンステレーションを示す図である。

図3は、本発明による不完全さの補償を含む直角変調器のおおよそのブロック図である。

図4は、本発明による不完全さの補償を含む直角復調器のおおよそのブロック図である。

好ましい実施形態の詳細な説明

公称一定振幅をもつコンステレーション点に限定して説明する本発明の好ましい実施形態では、当該振幅から次のように異なる歪の値を結論付けることができる。

A. D Cオフセットの測定は、測定されるべき点がコンステレーションにおいてI及びQ軸に接近していることを必要とする (軸からコンステレーション点までの最大距離が22.5%であるような例えば8 P S K、16 Q A M、 $\pi/4$ -Q P S K及びT F M変調に特に良く適しており、又、軸からコンステレーション点までの最大距離が45°であるようなQ P S K変調にも機能する)。Iチャネルのオフセットは、コンステレーション点が正のI軸に接近した記号からの

出力振幅を測定し、そしてコンステレーション点が負の I 軸に接近した記号に対応する出力振幅（同数の）をそれらから減算することにより、見出すことができる。軸までの距離が短いほど、次の式は高い精度となる。Qチャンネルのオフセットは、対応的に測定される。従って、

$$d_{U I} = (A_0 - A_4) * K_1$$

$$d_{U Q} = (A_2 - A_6) * K_1$$

但し、 $d_{U I} = I$ 信号オフセットである。

$d_{U Q} = Q$ 信号オフセットである。

A_n = 半軸（正又は負の半分）数 n に近いコンステレーション点に対して測定された出力振幅の平均である。軸は、正の I 軸から 45° の間隔で反時計方向に番号付けされる ($n = 0, \dots, 7$)。

K_m = 装置の実現に基づく倍率係数である。

又、オフセットは、ほぼ逆の振幅の差ではなく、個別の振幅を公称振幅と比較することにより測定することもでき、このときの最終結果は、他の不完全さからの著しい量の影響も含み、オフセットの割合を分離することができない。

B. I 及び Q チャンネルの信号レベルの差の測定は、上記のように、測定されるべき点がコンステレーションにおいて I 及び Q 軸に接近していることを必要とする（従って、軸からコンステレーション点までの最大距離が 22.5° であるような 8PSK、16QAM、 $p_i/4$ -QPSK 及び TFM 変調に特に良く適している）。

$$A_I - A_Q = (A_0 + A_4 - A_2 - A_6) * K_2$$

但し、 $A_I - A_Q = I$ 信号と Q 信号との間の振幅差である（変調器ミクサ等の応答も考慮するのが効果的である）。

この場合も、この式では他の不完全さの影響が著しく打ち消される。

C. 直角エラー（I 軸と Q 軸との間の 90° の角度のエラー $d\theta$ ）の測定は、コンステレーションにおける測定されるべき点が、I 軸に対して $\pm 45^\circ$ の角度にある軸に接近していることを必要とする。このような変調は、上記の全てを含み、即ち通常の QPSK も含む。

$$A_{dis} = (A_1 + A_5 - A_3 - A_7) / 4$$

$$d\theta = 2 * (\arccos((A_{dis}/A_{nom} + 1) / \sqrt{2}) - 45^\circ)$$

但し、 A_{dis} = 平均振幅歪である。

A_{nom} = 公称振幅である。

上記の計算式が図1に示されている。角度 $d\theta$ の式は、角度の計算の前に平均化が実行されるために近似結果しか与えない。しかしながら、角度エラーが僅かな状態では、近似でも充分正確である。

D. 変調器（送信器）の出力振幅のエラーは、全ての測定されたコンステレー

ション点の平均値を公称振幅と比較することによって得られる。これは、むしろ従来のA L C機能を実施できるようにし、その特殊な特性は、測定が実効値又は最大値としてではなくコンステレーション点から行なわれることである。

$$A_{err} = (A_0 + A_1 + A_2 + A_3 + A_4 + A_5 + A_6 + A_7) / 8 - A_{nom}$$

但し、 A_{err} = 所望値からの出力振幅歪である。

上記の全ての場合に、多数の測定結果にわたって結果を平均化するのが有益であり、これにより、他の不完全さ及びノイズによるエラーを著しく減少することができる。実施の観点から、公称振幅がサンプリングの直後に効果的に減算され、そしてこのようにして得られた差に対してのみ平均化が実行される。適当なフィードバック増幅器を経て不完全さを修正する要素を制御するために測定データが使用されるときには、最も正確な調整が達成される。

図2は、番号0、…7で示された上記軸を含む16QAMコンステレーションを示す。使用されるべき一定振幅点は、文字a、…hで示されている。常に2つのコンステレーション点が対として各半軸に等しく接近していることが観察される。上記項目A、B、C及びDのもとに定義された不完全さが次の式（ A_n は、ここでは、点nの振幅である）の適用により計算されるときに両方の点が使用される。

$$dUI = (A_h + A_a - A_d - A_e) / 2 * K1$$

$$dUQ = (A_b - A_c - A_f - A_g) / 2 * K1$$

$$A I - A Q = (A h + A a - A d - A e - A b - A c + A f + A g) / 2 * K 2$$

$$A d i s = (A a + A b - A e - A f - A c - A d + A g + A h) / 8$$

$$d \theta = 2 * \arccos((A d i s / A n o m + 1) / \sqrt{2}) - 45^\circ$$

$$A e r r = (A a + A b + A c + A d + A e + A f + A g + A h) / 8 - A n o$$

m

上記方法により発生された変調器の不完全さに関するデータは、必要なときに、フィードバック要素を経て供給され、不完全さを最小にするように変調器が調整される。又、このデータは、構成テストに関連して单一形式の修正を行うことにより使用することもでき、この場合、装置は適当なテスト台に配置され、不完全さが決定され、そして設定の自動修正が行なわれるか、又はそれがテスト装置に委ねられる。しかしながら、この手順は、装置が使用状態にあるときに発生する

不完全さを考慮することができず、修正フィードバック要素を含む構成を実施することができる。本発明が充分に機能するためには、全ての上記不完全さ (A、B、C、D) を同時に修正することが必要である。というのは、異なる不完全さの測定結果間にある程度のクロストークが生じるからである。

図3は、本発明による不完全さの補償も含む直角変調器の大まかなブロック図である。参照番号15は、基本帯域プロセッサを示し、これは、デジタルデータ及びピット周波数クロックCLKを入力として受け取り、アナログI及びQ信号と記号クロックSCLKを出力として供給する。参照番号11は、調整パラメータをデジタルで構成できるミクサを示す。このミクサは、I及びQ信号を入力として受け取り、そして局部発振器から搬送波信号を受け取る。ミクサの出力は、直角変調出力信号である。振幅検出器12は、ミクサ11の出力信号から、記号クロックSCLKに基づくレートでサンプルを取り出すのに使用され、これらサンプルは、歪計算器13に収集される。この歪計算器は、基本帯域プロセッサにより発生されたアナログ又はデジタルの直角位相I及びQ信号も入力として受け取る。I及びQ信号に基づいて、歪計算器13は、それが振幅検出器から受け取ったサンプルから、希望のサンプル、即ち最も好ましくは、同じ公称振幅を有す

るべきサンプルを選択する。上記の計算式を使用して、歪計算器13は、選択されたサンプルから、異なる歪A、B、C及びDに対する値を計算する。計算結果に基づき、フィードバック回路14は、直角変調器11の調整パラメータに対し、変調器の動作に生じる不完全さを修正するような修正を与える。

本発明の原理は、製造段階において何ら調整を必要とせずに、変調器の通常の動作中に、上記の不完全さを連続的に最も効率的に補償できるようにする。上述したように、不完全さを決定する本発明の方法は、このような調整を行うのに使用することもでき、これにより、連続的なフィードバック、ひいては、回路14をおそらく除去することができる。

本発明の効果は、デジタル信号処理を使用して実施したときに最も再現性が良く、効果的である。いかなる調整も必要とされず、不完全さの修正は完全に自動化される。高い送信容量に関しては、測定時間をいかに充分正確に設定するか、そして変調器（送信器）の出力においてコンステレーション点が全てのシステム

においてまだ正確な場所にないことから、不便さが生じる。その理由は、受信器の完全フィルタ部分が含まれないからである。これら両方の状態は、もし必要であれば、所望のコンステレーション点への（及びそこからの）信号ルートから、システムの動作に最適なものだけを選択することにより改善することができる。これは、記号が互いに及ぼす影響を減少することができる。一方、通常の広範囲の平均化は、充分に良好な結果を既に与える。

本発明は、適用される変調及び測定されるべきコンステレーション点の選択に基づいて異なるやり方で実施することができる。又、出力振幅の測定及びデータ処理は、異なる技術を用いて行うことができる。本発明は、デジタル信号処理をベースとする近代的な変調器の一部分として最も効果的に実施される。

装置を実現する最も効果的な方法は、変調器の他のデジタル部分と共に同じマイクロ回路に一体化されたデジタル構成をできるだけ広範囲に使用することである。

出力振幅の測定から得られる信号は、記号クロックSCLK（又はその倍数）によりクロックされるA/Dコンバータを使用して1つ以上のビットのデジタル

信号に直ちに変換される。同時に、公称振幅値が測定結果から減算される。変調器の各調整パラメータは、レジスタ（又はアキュムレータ）によって対応させられる。得られた測定結果は、直接的に又は反転形態で調整パラメータ式においてレジスタへ加算され、それに対応して上記コンステレーション点の振幅が現われる（送信されるべきデータに基づいてその点が分かる）。従って、レジスタは、調整フィードバックのための積分要素として機能し、それらが含む値は、スケーリングの後に変調器を制御する。直角エラーの式

$$d\theta = 2 * (\arccos((\text{A_d_i_s} / \text{A_n_o_m} + 1) / \sqrt{2}) - 45^\circ)$$

は、次の近似式と置き換えることができる。

$$d\theta = \text{A_d_i_s} * K3$$

必要とされるデジタルロジックの量は、変調器（送信器）のA/L/C機能が図示されたように上記エラーDの計算に関連して実施されるときに1ビット（=簡単な比較器）を用いて出力測定電力のA/D変換を実行できることにより減少される。次いで、比較器の比較レベルは、所望の振幅に対応するように構成され、そ

してA/L/Cフィードバックは、平衡状態においてほぼ等しい数の1と0が所望のコンステレーション点に得られるよう確保する。1は、大き過ぎる振幅を意味し、そして0は、小さ過ぎる振幅を意味する。

又、1つの同じマイクロ回路は、変調器の不完全さが補償されそしてその結果としてほぼ理想的な出力信号が得られるように本発明の検出された信号に基づいてI及びQ信号を変更する回路を備えることができる。オフセットは、修正DC電圧をI及びQ信号に加算することにより修正することができる。振幅平衡及び出力振幅は、I及びQ信号の振幅を変更することにより修正できる。直角エラーは、I信号とQ信号との間のクロストークを制御することにより修正できる。全ての上記測定及び制御動作は、デジタルで実行することができ、従って、非常に小型で且つ効果的なエンティティを与えるように全装置（変調器、検出及び調整回路）を統合することができる。

又、直角修正は、D/A変換された調整電圧を電子制御移相器へ供給することによりアナログで実行することもできる。

本発明は、直角変調器について以上に述べたが、既に述べたように、本発明は、受信端即ち直角復調器に関連して使用するのにも適している。直角復調器が図4に示されており、ここでは、直角復調器のミクサ21に、直角変調信号と、局部発振器26からの搬送波とが供給され、従って、ミクサ21は、アナログの直角位相I及びQ信号を出力として発生する。回路22は、基本帯域プロセッサ25から得たクロックMCLKに基づくレートで信号振幅からサンプルを取り出すのに使用され、これらサンプルから全振幅サンプルが決定される。特定の時間に受け取った記号の方向角度は、次いで、方向角度セクターに分類され、そして各々の全振幅サンプルがそれに対応する方向角度セクターにリンクされる。方向角度セクターにリンクされた全振幅サンプルに対し、異なる歪形式A、…Dを決定する上記の計算式が適用される。この決定は、歪計算器23で行なわれる。実際には、計算は、公称一定振幅をもつ記号を表わすサンプルのみを用いて行なわねばならない。ミクサ21の出力信号から測定された振幅がほぼ正しいレベルである限り、特定の時間に関連した記号を決定する必要はない。

ミクサ21の動作における不完全さは、回路23において本発明により決定さ

れており、ミクサの設定は、検出された歪が修正されるようフィードバック回路24を用いて修正される。

上記説明に基づき、動作上の不完全さを決定するためにコンステレーション図の形状及びサイズの使用に関連した本発明の基本的な発見は、直角変調器及び直角復調器の両方に適用できる。しかしながら、上記実施形態は、非常に大まかな説明であり、実際には、請求の範囲で定められた保護範囲から逸脱せずに、上記説明とは異なるように具現化することができる。又、アナログ又はデジタル回路構造ではなく、上記回路の重要な部分をソフトウェアで実施することもでき、即ち適当にプログラムされたプロセッサを使用して所望のオペレーションを実行し又は所望の構造を形成するように実施することもできる。

【図1】

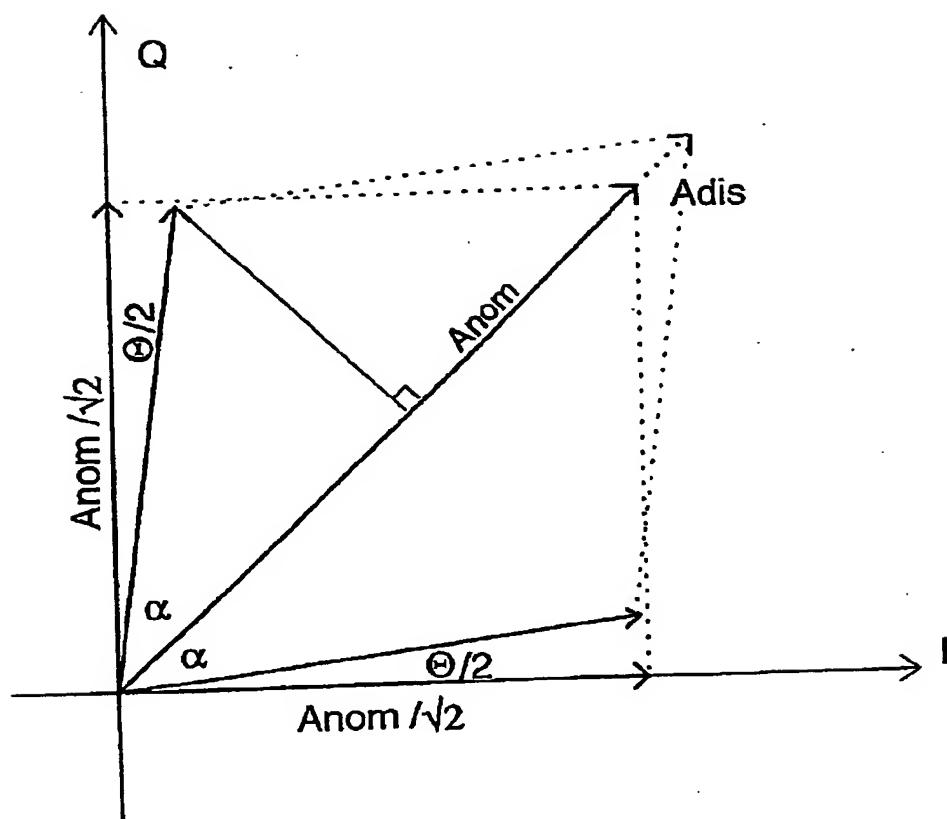


Fig 1.

【図2】

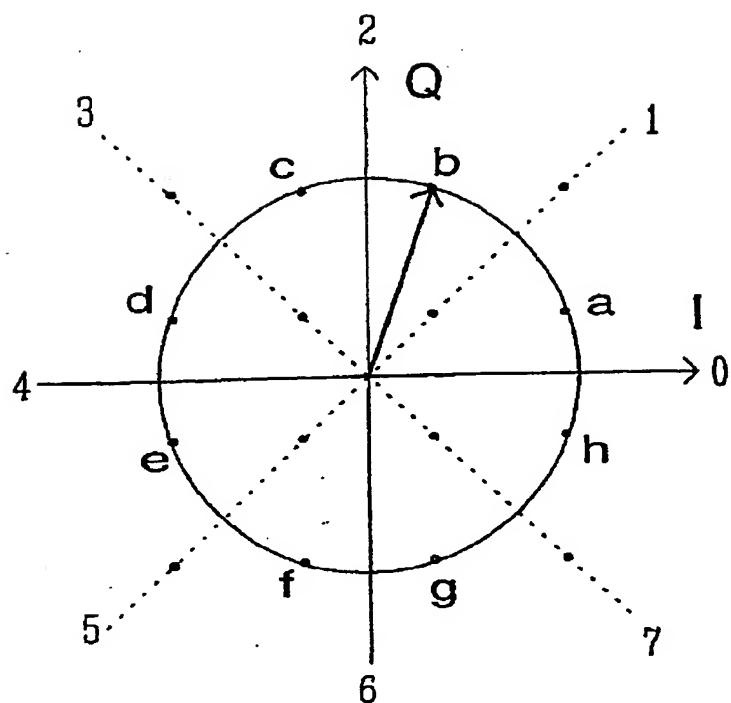
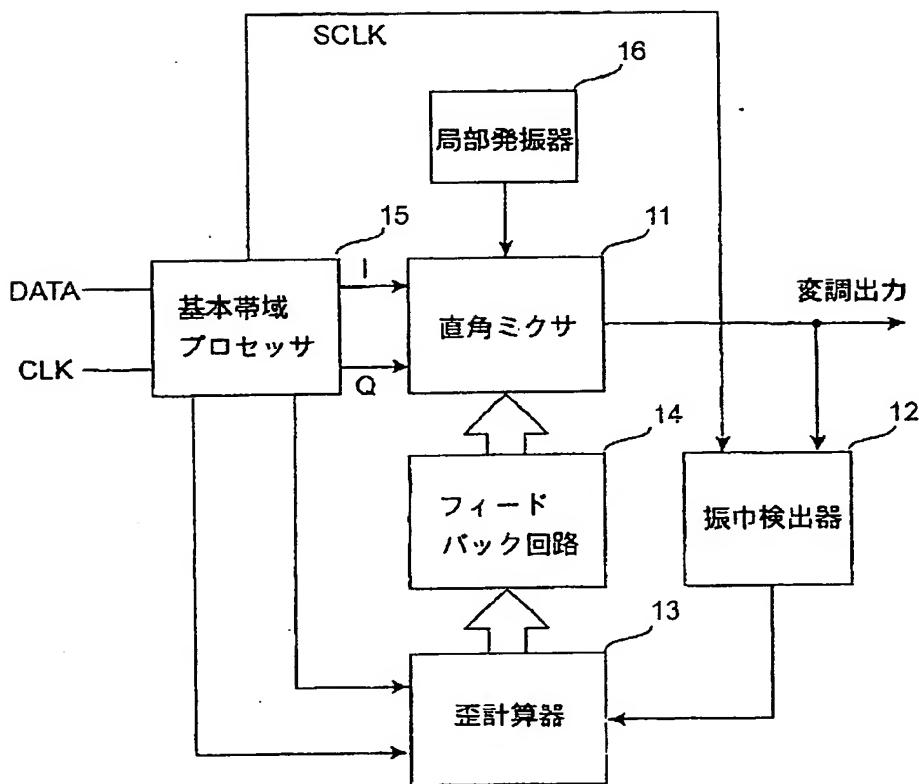


Fig 2.

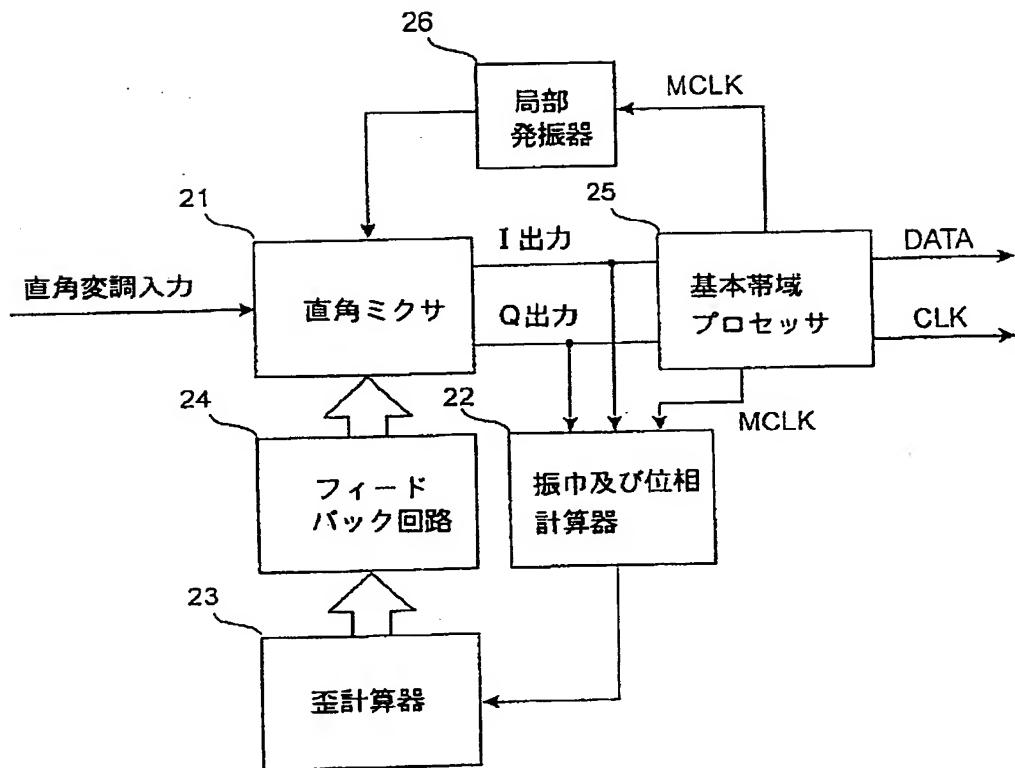
【図3】

Fig. 3



【図4】

Fig. 4



【手続補正書】特許法第184条の8第1項

【提出日】平成10年7月15日(1998.7.15)

【補正内容】

請求の範囲

1. 変調器の入力信号が直角位相I及びQチャンネルより成るデジタル直角位相変調器の動作において不完全さを測定し、変調器の通常の動作中に、局部発振器の搬送波の漏洩、I及びQチャンネル振幅の不平衡、I及びQチャンネル間の直角エラー、並びに振幅エラーを変調器の出力信号から決定する方法であつて、出力信号の振幅から、変調器の記号クロックに基づくレートで多数の瞬時サンプルを取り出す段階を含む方法において、

上記サンプルの数は、同じ公称振幅を有することが分かっている記号に関連したサンプルのみを計算に受け入れることにより減少され、

上記サンプルに対応する送信信号の方向角度を、送信されるべきデータビット又は変調器の入力信号に基づいて、異なる方向角度セクターに分割し、

異なる方向角度セクター間の振幅サンプル偏差から、又は公称値から、変調器動作における歪の大きさを計算し、そして

変調器動作における不完全さの測定結果を使用して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより変調器の動作を調整する、

という段階を備えたことを特徴とする方法。

2. 復調器の直角ミクサの出力信号が直角位相I及びQチャンネルより成るときにデジタル直角復調器の動作において不完全さを測定し、復調器の通常の動作中に、復調器の直角ミクサの出力信号から、オフセット電圧、I及びQチャンネルの振幅の不平衡、I及びQチャンネル間の直角エラー、並びに全振幅エラーを決定するようする方法において、

復調器直角ミクサの出力信号の振幅から、即ちI及びQチャンネルにより形成されたベクトルの振幅から、復調器の記号クロックに基づくレートで多数の瞬時サンプルを取り出し、

上記サンプルの数は、同じ公称振幅を有することが分かっている記号に関連

したサンプルのみを計算に受け入れることにより減少され、

それらのサンプルに対応する復調器出力信号ベクトルの方向角度を、I 及び Q チャンネルの電圧に基づいて、異なる方向角度セクターに分割し、

異なる方向角度セクター間の振幅サンプル偏差から、又は公称値から、復調器動作における歪の大きさを計算し、そして

復調器動作における不完全さの測定結果を使用して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより復調器の動作を調整する、

という段階を備えたことを特徴とする方法。

3. 各軸の周りの 2 つの逆の方向角度セクター内におけるサンプルの振幅差から I 及び Q チャンネルの DC オフセットを決定する請求項 1 又は 2 に記載の方法。

4. 各軸の周りの 2 つの逆の方向角度セクター内における 1 つのチャンネルのサンプルの振幅の和が他のチャンネルに対してどれほど増加又は減少するかに基づいて I 及び Q チャンネルの信号レベルの差を決定する請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載の方法。

5. I 及び Q 軸に対して 45° の角度にある 2 つの軸の一方の周りで互いに逆方向の方向角度セクター対内における 1 つのチャンネルのサンプルの振幅の和が他の軸に対してどれほど増加又は減少するかに基づいて、I 及び Q チャンネルの搬送波間の 90° 位相差の位相エラーを決定する請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載の方法。

6. 変調器／復調器の出力電力の変化をサンプルの振幅に基づいて決定する請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載の方法。

7. 直角位相の I 及び Q 成分より成る出力信号を発生するように直角位相 I 及び Q 入力信号を変調する手段(11)を備えたデジタル直角変調器であって、変調器(11)の出力信号から、変調器の記号クロック(SCLK)に基づくレートで、瞬時振幅サンプルを取り出す手段(12)を備えた変調器において、

同じ公称振幅を有する振幅サンプルを計算用に選択する手段(13 又は 23)と、

特定の時間に変調されるべき記号を特定の方向角度セクターへと分類する手段(13)と、

特定の時間に送信されるべき記号に対応する方向角度セクターに出力信号の選択された振幅サンプルをリンクする手段(13)と、

特定の方向角度セクターに属するサンプルの振幅を他の方向角度セクター又

は理想的な値と比較し、変調器の出力信号から、局部発振器の搬送波漏れ、I及びQチャンネル間の振幅不平衡、I及びQチャンネル間の直角エラー、並びに振幅エラーを決定するための手段(13)と、

所定の歪に応答して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより、変調器の調整パラメータを修正する手段(14)と、

を備えたことを特徴とする変調器。

8. 直角変調の入力信号からアナログの直角位相I及びQ出力信号を発生するための直角ミクサ(21)を備えたデジタル直角復調器において、

直角ミクサ(21)のI及びQ出力信号から、復調器の記号クロック(MCLK)に基づくレートで、瞬時サンプルを取り出す手段(22)と、

I及びQサンプルから出力信号の全振幅サンプルを計算する手段(22)と、

特定の時間に受信した記号の方向角度を特定の方向角度セクターへと分類する手段(22)と、

直角ミクサ(21)の出力信号の振幅サンプルを特定の方向角度セクターにリンクする手段(23)と、

特定の方向角度セクターに属するサンプルの振幅を理想的な値又は他のセクターと比較し、直角ミクサの出力信号から、オフセット電圧、I及びQチャンネル間の振幅不平衡、I及びQチャンネル間の直角エラー、並びに全振幅エラーを決定する手段(23)と、

所定の歪に応答して、全ての上記不完全さを繰り返し同時に修正するフィードバックループを形成することにより、復調器の調整パラメータを修正する手段(24)と、

を備えたことを特徴とする復調器。

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/FI 97/00738
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
IPC6: H04L 27/10, H04L 27/18, H04L 27/34 <small>According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC</small>		
B. FIELDS SEARCHED		
<small>Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)</small> IPC6: H04L <small>Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched</small> SE, DK, FI, NO classes as above		
<small>Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)</small>		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category ¹	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 5442655 A (IAN J. DEDIC ET AL), 15 August 1995 (15.08.95), column 2, line 23 - column 4, line 34; column 11, line 66 - column 13, line 4; column 14, line 58 - column 15, line 41, abstract	1-6,8,10-13
Y	US 5054037 A (DIDIERMARTINEAU ET AL), 1 October 1991 (01.10.91), column 1, line 44 - column 3, line 18, abstract, Table I-III	1-6,8,10-13
A	US 4926443 A (WERNER REICH), 15 May 1990 (15.05.90), column 2, line 31 - line 63; column 6, line 31 - column 7, line 60	1,3,10,12
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
<small>Special categories of cited documents</small> "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "B" other document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to examine the publication date of another citation or other special reasons (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed		
<small>Date of the actual completion of the international search</small> 17 April 1998		<small>Date of mailing of the international search report</small> 24-04-1998
<small>Name and mailing address of the ISA/ Swedish Patent Office Box 5055, S-102 42 STOCKHOLM Facsimile No. +46 8 666 02 86</small>		<small>Authorized officer</small> Christian Rasch <small>Telephone No. +46 8 782 25 00</small>

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/FI 97/00738

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5012208 A (JARMO MÄKINEN ET AL), 30 April 1991 (30.04.91), column 2, line 5 - line 37	1,3,10,12

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

02/04/98

International application No.	
PCT/FI 97/00738	

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5442655 A	15/08/95	FR 2692742 A,B GB 2267629 A,B JP 6069820 A	24/12/93 08/12/93 11/03/94
US 5054037 A	01/10/91	DE 68916234 D,T EP 0379114 A EP 0396734 A,B SE 0396734 T3 FR 2641923 A,B JP 2228850 A	02/02/95 25/07/90 14/11/90 20/07/90 11/09/90
US 4926443 A	15/05/90	CN 1038737 A DE 3889326 D EP 0343273 A,B JP 2030237 A JP 2093230 C JP 8002046 B	10/01/90 00/00/00 29/11/89 31/01/90 18/09/96 10/01/96
US 5012208 A	30/04/91	AU 623240 B AU 5303590 A FI 891717 A FR 2645688 A,B GB 2232328 A,B SE 468455 B,C SE 9001305 A	07/05/92 18/10/90 31/07/90 12/10/90 05/12/90 18/01/93 12/10/90

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, DE,
DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, L
U, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF
, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE,
SN, TD, TG), AP(GH, KE, LS, MW, S
D, SZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG
, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT
, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA,
CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, F
I, GB, GE, GH, HU, ID, IL, IS, JP
, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR,
LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, M
W, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD
, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR,
TT, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZW